

[Previous Doc](#) [Next Doc](#) [Go to Doc#](#)
[First Hit](#)

☐ [Generate Collection](#)

L22: Entry 189 of 202

File: EPAB

Dec 27, 1984

DOCUMENT-IDENTIFIER: EP 129132 A1

TITLE: Measuring device to detect a temperature difference.

Abstract Text (1):

1. A measuring device for detecting a temperature difference, comprising two temperature-measuring resistors (1, 2) which are each respectively connected via a first or second switch (4, 5) as the case may be, to a constant current source (14) and are connected via a common reference resistor (3) to a reference potential, where the connection point of each temperature-measuring resistor (1, 2) to the first or second switch (4, 5), as the case may be, is connected via a respective third and fourth switch (6, 7) and via a resistor (10) to a first input of an operational amplifier (11a), connected to an integration capacitor (11b) as integrator, and with a second input connected to the reference resistor (3), where a fifth switch (8) connects the first input of the operational amplifier (11a) via the resistor (10) to the reference potential, where the operational amplifier (11a) is connected at its output to an analysis circuit (17), and where the switches (4 to 8) are driven in such manner that the voltage which occur across the temperature-measuring resistors (1, 2) are converted in accordance with the dual-slope process into digital values, characterised in that the first input of the operational amplifier (11a) is connected to the reference potential via a compensation resistor (12), where the compensation resistor (12) is dimensioned such that where the measuring temperature of the connected temperature-measuring resistor (1 or 2) is below a desired temperature measurement range, the integration current (JJ) through the integration capacitor (11b) is zero.

Current US Cross Reference Classification (1):
374/114

Current US Cross Reference Classification (2):
374/171

[Previous Doc](#) [Next Doc](#) [Go to Doc#](#)

(12)

EUROPÄISCHE PATENTANMELDUNG

(21) Anmeldenummer: 84106350.6

(51) Int. Cl.³: **G 01 K 3/10**
G 01 K 1/02

(22) Anmeldetag: 04.06.84

(30) Priorität: 16.06.83 DE 3321862

(43) Veröffentlichungstag der Anmeldung:
27.12.84 Patentblatt 84/52

(84) Benannte Vertragsstaaten:
AT CH DE IT LI NL

(71) Anmelder: **Siemens Aktiengesellschaft**
Berlin und München Wittelsbacherplatz 2
D-8000 München 2(DE)

(72) Erfinder: **Schön, Manfred, Dipl.-Ing.**
Goethering 25B
D-8504 Stein(DE)

(72) Erfinder: **Stark, Reinhard, Dipl.-Ing.**
Wodanstrasse 20
D-8500 Nürnberg(DE)

(64) Messeinrichtung zur Erfassung einer Temperaturdifferenz.

(57) Die erfindungsgemäße Meßeinrichtung enthält zwei Temperaturmeßwiderstände (1, 2), die einerseits über je einen ersten bzw. zweiten Schalter (4, 5) mit einer Konstantstromquelle (14) und andererseits über einen gemeinsamen Referenzwiderstand (3) mit einem Bezugspotential verbunden sind. Über weitere Schalter (6 bis 8) und einen Widerstand (10) werden während jeder Meßperiode die Temperaturmeßwiderstände bzw. der Referenzwiderstand so mit einem als Integrator geschalteten Operationsverstärker verbunden, daß eine Umsetzung der analogen Meßspannungen der Temperaturmeßwiderstände in Digitalwerte nach dem Dual-Slope-Verfahren erfolgt. Um die Dauer der Meßperiode zu verkürzen, ist der erste Eingang des Operationsverstärkers (9a) über einen Kompensationswiderstand (12) mit dem Bezugspotential verbunden, wobei der Kompensationswiderstand (12) so dimensioniert ist, daß bei einer unterhalb eines gewünschten Temperaturmeßbereichs liegenden Meßtemperatur der Integrationsstrom durch den Integrationskondensator (11b) Null ist.

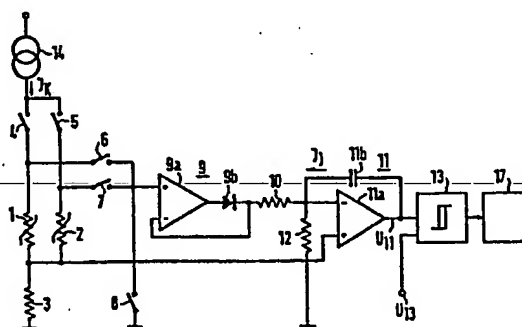


FIG 1

SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT
Berlin und München

Unser Zeichen
VPA 83 P 318 6 E

- 1 -

5 Meßeinrichtung zur Erfassung einer Temperaturdifferenz

Die Erfindung betrifft eine Meßeinrichtung zur Erfassung einer Temperaturdifferenz mit zwei Temperaturmeßwiderständen, die einerseits über einen ersten bzw. zweiten Schalter mit einer Konstantstromquelle und andererseits über einen gemeinsamen Referenzwiderstand mit einem Bezugspotential verbunden sind, wobei jeweils der Verbindungspunkt jedes Temperaturmeßwiderstandes mit ersten bzw. zweitem Schalter über einen dritten bzw. vierten Schalter und einen Widerstand mit einem ersten Eingang eines als Integrator beschalteten Operationsverstärkers verbunden ist, dessen zweiter Eingang mit dem Referenzwiderstand verbunden ist, wobei ein fünfter Schalter den ersten Eingang des Operationsverstärkers mit dem Bezugspotential verbindet und wobei die Schalter so angesteuert werden, daß die an den Temperaturmeßwiderständen anstehenden Spannungen nach dem Dual-Slope-Verfahren in Digitalwerte umgesetzt werden.

Eine derartige Meßeinrichtung ist aus der DE-OS 30 32 091 bekannt. Dabei wird die Differenz zweier mit Temperaturmeßwiderständen erfaßter Temperaturen mit Hilfe des bekannten Dual-Slope-Verfahrens in einen Digitalwert umgesetzt. Wenn man die Meßeinrichtung mit einer Batterie betreibt, so ist auf geringen Stromverbrauch, d.h. kurze Meßzeiten, zu achten.

In der genannten Offenlegungsschrift wird daher ein Verfahren vorgeschlagen, bei dem bei der Aufwärtsintegration des Dual-Slope-Verfahrens die Differenz nicht von Null bis zum aktuellen Meßwert, sondern vom höchsten zu erwartenden Meßwert bis zum aktuellen Meßwert gebildet wird. Damit werden die Integrationszeiten und somit auch der Stromverbrauch der Schaltung wesentlich kleiner. Zur Realisierung dieses Gedankens wird mit einem Spannungsteiler ein besonderer

Bezugspunkt gebildet. Ferner ist ein weiterer Differenzverstärker vorgesehen, über den zwei jeweils in Serie zu den Temperaturmeßwiderständen liegende Feldeffekttransistoren angesteuert werden. Dieses bekannte Verfahren zur Verkürzung der Meßperiode ist also mit einem hohen Bauteileaufwand verbunden. Der notwendige Spannungsteiler und die zusätzlichen Operationsverstärker verbrauchen außerdem wieder zusätzliche Energie. Schließlich wird der Meßfehler - wenn auch nur geringfügig - erhöht.

10

Aufgabe der Erfindung ist es daher, eine Meßeinrichtung der eingangs genannten Art so auszugestalten, daß eine Verkürzung der Meßperiode mit geringem Bauteileaufwand und ohne Verschlechterung der Meßgenauigkeit erreicht wird. Unter Meßperiode wird dabei die gesamte Zeitdauer zur Umsetzung der an den Temperaturmeßwiderständen anstehenden Spannungen in Digitalwerte verstanden.

Diese Aufgabe wird erfindungsgemäß dadurch gelöst, daß der erste Eingang des Operationsverstärkers über einen Kompensationswiderstand mit dem Bezugspotential verbunden ist, wobei der Kompensationswiderstand so dimensioniert ist, daß bei einer unterhalb eines gewünschten Temperatur-Meßbereichs liegenden Meßtemperatur der Integrationsstrom durch den Integrationskondensator Null ist.

Bei der erfindungsgemäßen Lösung wird also davon ausgegangen, daß der Widerstandswert der Temperaturmeßwiderstände nicht unter einen bestimmten Grundwert sinkt. Dieser Grundwert wird mit dem Kompensationswiderstand kompensiert, d.h. der Integrationsstrom beträgt in diesem Fall Null. Da bei der Integration damit nicht mehr der gesamte Widerstandswert der Temperaturmeßwiderstände zur Geltung kommt, sondern nur noch der den Grundwert übersteigende Anteil, wird die Meßperiode wesentlich verkürzt.

Vorteilhafterweise kann dem Widerstand ein in Idealdiodenschalter geschalteter Impedanzwandler vorgeschaltet sein. Durch den Impedanzwandler wird eine Verfälschung des Meßergebnisses durch Innenwiderstände der Schalter verhindert, wobei durch die Idealdiodenschaltung der Integrator während der Integration der Referenzspannung völlig vom Meßkreis entkoppelt ist. Dem Kompensationswiderstand kann vorteilhafterweise ein weiterer Widerstand in Reihe geschaltet sein, dem ein steuerbarer Schalter parallelgeschaltet ist, wobei der steuerbare Schalter während der beim Dual-Slope-Verfahren vorgesehenen konstanten Integrationszeiten geschlossen wird. Durch die Verkleinerung des für den Integrator wirksamen Widerstandes während der konstanten Integrationszeiten können diese verkürzt werden, ohne daß auch die Meßzeitdifferenzen bei vorgegebener Temperaturdifferenz kleiner werden. Letztere dürfen zur Erzielung einer ausreichenden Auflösung nämlich nicht zu klein werden. Damit wird nochmals eine Verkürzung der gesamten Meßperiode erreicht.

20 In einer vorteilhaften Ausführung kann ein Vergleichswiderstand vorgesehen sein, der einerseits über einen Schalter (18) an die Konstantstromquelle und andererseits an den Referenzwiderstand angeschlossen ist, wobei ein Schalter (19) den Verbindungspunkt von Schalter (18) und Vergleichswiderstand mit dem Verbindungspunkt der Schalter (6, 7) verbindet, wobei die Schalter (18, 19) so angesteuert werden, daß die am Vergleichswiderstand abfallende Spannung ebenfalls nach dem Dual-Slope-Verfahren in einen Digitalwert umgesetzt wird und wobei die Ermittlung der mit den Temperaturmeßwiderständen erfaßten Meßtemperaturen durch Differenzbildung der entsprechenden Digitalwerte mit dem dem Vergleichswiderstand zugeordneten Digitalwert erfolgt. Damit wird auch die Ermittlung der absoluten Meßtemperaturen, die bei manchen Anwendungen zusätzlich zur Temperaturdifferenz benötigt werden, auf eine Differenzbildung zurückgeführt. Die erfindungsgemäße Anordnung hätte ansonsten den Nachteil,

daß durch den Kompensationswiderstand bei der Bestimmung von absoluten Meßtemperaturen Fehler auftreten, die jedoch bei der Differenzbildung wieder wegfallen.

- 5 Ausführungsbeispiele der Erfindung werden nachfolgend anhand der Fig. 1 bis 4 näher erläutert.

Beim Ausführungsbeispiel nach Fig. 1 sind zwei Temperaturmeßwiderstände 1 und 2 vorgesehen, die jeweils Meßstellen
10 zugeordnet sind, deren Temperaturdifferenz erfaßt werden soll. Die Temperaturmeßwiderstände 1 und 2 sind einerseits über je einen Schalter 4 bzw. 5 mit einer Konstantstromquelle 14 und andererseits über einen gemeinsamen Referenzwiderstand 3 mit dem Bezugspotential der Schaltung verbunden.
15 Jeweils der Verbindungspunkt von Temperaturmeßwiderstand 1 und Schalter 4 bzw. Temperaturmeßwiderstand 2 und Schalter 5 ist über je einen Schalter 6 bzw. 7 mit dem nichtinvertierenden Eingang eines Operationsverstärkers 9a verbunden. Der nichtinvertierende Eingang des Operationsverstärkers 9a
20 ist ferner über einen weiteren Schalter 8 mit dem Bezugspotential verbunden. Der Ausgang des Operationsverstärkers 9a ist über eine Diode 9b auf seinen invertierenden Eingang zurückgekoppelt. Mit dem Operationsverstärker 9a und der Diode 9b wird also ein Impedanzwandler gebildet, der außer-
25 dem als Idealdiodenschaltung, d.h. schwellwertlose Diodenschaltung, wirkt.

Die Diode 9b ist über einen Widerstand 10 mit dem invertierenden Eingang eines Operationsverstärkers 11a verbunden.
30 Der Ausgang des Operationsverstärkers 11a ist über einen Kondensator 11b auf seinen invertierenden Eingang zurückgekoppelt. Der Operationsverstärker 11a mit dem Kondensator 11b wirkt daher als Integrator. Der invertierende Eingang des Operationsverstärkers 11a ist über einen Kompensations-
35 widerstand 12 mit dem Bezugspotential und der nichtinvertierende Eingang mit dem Verbindungspunkt von Temperaturmeßwiderständen 1, 2 und Referenzwiderstand 3 verbunden. Dem

Integrator 11 ist ein Komparator 13 nachgeschaltet, der eine Auswerteschaltung 17 steuert.

Die Schalter 4 bis 8 werden durch eine der Übersichtlichkeit wegen nicht dargestellte Steuerschaltung so angesteuert, daß mit der Anordnung eine Analog-Digital-Umsetzung der an den Temperaturmeßwiderständen 1, 2 anstehenden Spannungen nach dem beispielsweise aus Tietze-Schenk "Halbleiterschaltungstechnik" Seiten 536, 537 bekannten Doppelintegrationsverfahren, auch Dual-Slope-Verfahren genannt, erfolgt.

Der Steuerablauf für eine Meßperiode wird nachfolgend anhand der Fig. 2 näher erläutert. Diese Figur zeigt den Verlauf der Ausgangsspannung U_{11} des Integrators 11 in den einzelnen Schaltphasen einer Meßperiode. In Zusammenhang mit den jeweiligen Schaltphasen sind die Bezugszeichen der jeweils geschlossenen Schalter aufgetragen.

Die Phase Null dient lediglich dazu, die Ausgangsspannung des Integrators 11 auf einen definierten Ausgangswert zu bringen. Dazu werden die Schalter 4 und 8 geschlossen, so daß der Integrator 11 bis zum Erreichen der Schwellwertspannung U_{13} des Komparators 13 hoch integriert. Dann wird in einer Phase 1, die eine konstante, von einem Oszillator abgeleitete Zeitdauer hat, der Schalter 8 geöffnet und der Schalter 6 geschlossen, wobei der Schalter 4 geschlossen bleibt. Damit integriert der Integrator 11 für eine feste Zeitspanne die Meßspannung am Temperaturmeßwiderstand 1, wobei der Integrationsstrom J_I über den Kondensator 11b durch den Widerstand 12 herabgesetzt wird. Nach Ende der konstanten Zeitspanne wird in einer Phase 2 der Schalter 6 geöffnet und der Schalter 8 geschlossen, während der Schalter 4 geschlossen bleibt. Damit wird nun die am Referenzwiderstand 3 abfallende Spannung integriert, wobei der invertierende Eingang des Operationsverstärkers 11a über den Widerstand 12 mit dem Bezugspotential verbunden ist. Durch die Diode 9b ist der Impedanzwandler 9 mit dem vorgeschal-

- teten Schaltungsteil vom Integrator 11 abgekoppelt. Die Zeitspanne, bis der Integrator 11 die dem Komparator 13 vorgegebene Vergleichsspannung U_{13} erreicht, wird erfaßt, indem die in dieser Zeitspanne von einem Oszillator abgegebenen Impulse von einem Zähler gezählt werden. Der Zählerstand steht mit dem Widerstandswert des Temperaturmeßwiderstands 1 und damit mit der ersten Meßtemperatur in linearem Zusammenhang.
- 10 In einer Phase 3 werden die Schalter 5 und 7 geschlossen und es wird während einer konstanten Zeitspanne die am Temperaturmeßwiderstand 2 anstehende Spannung integriert, wobei der Integrationsstrom J_J wieder durch den Widerstand 12 reduziert wird. Nach Ende dieser Zeitspanne wird der
- 15 Schalter 7 geöffnet und der Schalter 8 geschlossen, während der Schalter 5 geschlossen bleibt. Damit wird während einer Phase 4 wieder die am Referenzwiderstand 3 abfallende Spannung integriert. Die Zeitspanne, bis die Ausgangsspannung U_{11} des Integrators 11 den Vergleichswert U_{13} erreicht, wird wieder durch Zählen der während dieser Zeitspanne von einem Komparator abgegebenen Impulse erfaßt, so daß ein digitaler Wert vorliegt, der mit der zweiten Meßtemperatur in linearem Zusammenhang steht. Durch Differenzbildung der beiden so erhaltenen Zählerstände erhält man
- 20 einen digitalen Wert, der der Differenztemperatur der beiden Meßstellen proportional ist.
- 25

Die Temperaturdifferenz T ergibt sich dann zu:

$$T \approx n_0 \frac{R_1 \pm R_F}{R_3 \pm R_F} - n_0 \frac{R_2 \pm R_F}{R_3 \pm R_F}, \text{ wobei}$$

n_0 = konstante Impulszahl,

30 $R_{1(2, 3)}$ = Widerstandswerte der Widerstände 1(2, 3)

$$R_F = \frac{U_{\text{offset}}}{J_K}$$

U_{offset} = Offsetspannung des Operationsverstärkers 11a

J_K = Konstantstrom.

Im Zähler fällt R_F heraus, wenn sich die Offset-Spannung zwischen den aufeinanderfolgenden Phasen innerhalb einer Meßperiode nicht ändert. Langzeitänderung und Temperaturdrift sind ohne Einfluß. Der im Nenner verbleibende "Fehlerwiderstand" R_F ergibt einen vom Meßwert abhängigen Fehler. Bei $J_K \cdot R_3 = 0,5 \text{ V}$ und $U_{\text{Offset}} = 0,5 \text{ mV}$ ist dieser Fehler 0,1 %. Wesentlich ist, daß die Offset-Spannungsänderung und genauso eine Änderung des Verstärkungseingangsstroms ohne Einfluß auf die Meßgenauigkeit bis herab zur Temperaturdifferenz Null sind.

Die Innenwiderstände der Schalter 4 und 5 sind ohne Einfluß auf die Meßgenauigkeit, da der Strom eingepreßt wird. Innenwiderstandsänderungen der Schalter 6 und 7 könnten jedoch ohne Impedanzwandler 9 zu Fehlern führen, da sie in die Integrationszeitkonstante eingehen. Der den Operationsverstärker 11a vorgeschaltete Impedanzwandler 9 ist jedoch eingangsseitig so hochohmig, daß große Widerstandsänderungen der Schalter 6 und 7 zugelassen werden können. Die Sperrströme der Schalter 4 bis 8 können vernachlässigt werden, da immer einer der Schalter 6, 7 oder 8 geschlossen ist und die Widerstände 1 bis 3 sehr niederohmig sind.

Im folgenden wird nun die Funktion des Kompensationswiderstands 12 erläutert.

Ohne diesen Kompensationswiderstand 12 würde als Integrationsspannung für den Integrator 11 stets die volle am Temperaturmeßwiderstand 1 bzw. 2 anstehende Spannung wirken. Das führt dazu, daß sich die Meßzeiten, d.h. die Dauer der Phasen 2 und 4, bei einer Temperaturänderung von z.B. 20° auf 90° - entsprechend einer Widerstandsänderung von z.B. 540 Ohm auf 770 Ohm - nur etwa um 25 % ändern. Anzustreben ist aber, daß die Meßzeit an der unteren Grenze des Temperaturmeßbereichs Null wird, indem man den Widerstandswert der Temperaturmeßwiderstände an der unteren Meßbereichsgrenze, z.B. bei 0° C mit dem Widerstand 12 kompensiert.

Die Widerstände 10, 12 sind dabei so dimensioniert, daß während der Phasen 1 und 3 der Integrationsstrom bei einer Meßtemperatur von z.B. 0° Null ist. Dies wird erreicht, wenn gilt: $R_1/R_3 = R_{10}/R_{12}$. Bei der obengenannten Temperatur-
5 änderung von 20° auf 90° ändert sich die Meßzeit nicht mehr von z.B. 100 auf 125 ms, sondern von 5 auf 30 ms. Damit wird die Dauer der gesamten Meßperiode entsprechend verkürzt, so daß auch der Stromverbrauch der Anordnung geringer wird. Dies ist wichtig, wenn die Meßanordnung mit einer
10 Batterie betrieben wird.

Während der Phasen 2 und 4, während derer der Schalter 8 geschlossen ist, liegt der invertierende Eingang des Operationsverstärkers 11a über den Widerstand 12 an Bezugspotential, während durch die Diode 9b der Impedanzwandler mit
15 dem vorgeschalteten Schaltungsteil völlig vom Operationsverstärker 11a entkoppelt ist.

Mit der beschriebenen Kompensation kann also die Meßzeit,
20 d.h. die Dauer der Phasen 2 und 4, verkürzt werden, wobei jedoch die Meßzeitänderung bei vorgegebener Temperaturänderung und damit die Auflösung gleich bleibt. Aus Stromersparnisgründen möchte man auch die konstanten Zeiten der Phasen 1 und 3 so kurz wie möglich halten. Würde man diese
25 konstanten Zeiten ohne weitere Maßnahmen verkürzen, so würde man entsprechend auch die Meßzeitdifferenzen und damit die Auflösung verkleinern.

Dieses Problem kann dadurch gelöst werden, daß man entsprechend einer Anordnung nach Fig. 3 in Reihe zu dem Kompensationswiderstand 12 einen weiteren Widerstand 15 schaltet, der mit einem Schalter 16 überbrückbar ist. Der Schalter 16 wird während der Phasen 1 und 3 geschlossen, so daß nur der Kompensationswiderstand 12 für die Grundwiderstandskompensation wirksam wird. Während der Meßzeiten, d.h. während der Phasen 2 und 4, ist der Schalter 16 geöffnet, so
35 daß die Reihenschaltung der Widerstände 12 und 15 wirksam

wird. Der dadurch bedingte geringere Ladestrom für den Kondensator 11b des Integrators 11 bewirkt bei gleichlangen Phasen 1 und 3 eine Verlängerung der Meßzeiten, d.h. der Phasen 2 und 4. Bei gleichbleibender Auflösung können daher
5 die Phasen 1 und 3 entsprechend verkürzt werden.

Durch die zur Verkürzung einer Meßperiode erforderlichen zusätzlichen Elemente, z.B. durch den Innenwiderstand des Schalters 16, entsteht ein Meßfehler bei der Umwandlung
10 jeder einzelnen Meßtemperatur. Bei der Differenzbildung der Meßtemperaturen fällt jedoch der Fehler weg, sofern sich die Störgrößen während einer relativ kurzen Meßperiode nicht ändern.

15 Der genannte Meßfehler würde jedoch voll in das Meßergebnis eingehen, wenn man die einzelnen Meßtemperaturen bestimmen will. Dieses Problem kann gelöst werden, wenn man die Ermittlung der einzelnen Meßtemperaturen wieder auf eine Differenzbildung zurückführt. Bei einem Ausführungsbeispiel nach Fig. 4
20 ist dabei ein weiterer Meßzweig mit einem konstanten Vergleichswiderstand 17 vorgesehen, der einerseits über einen Schalter 18 an die Konstantstromquelle 14 und andererseits an den Referenzwiderstand 3 angeschlossen ist. Der Verbindungspunkt von Schalter 18 und Vergleichswiderstand 17 ist
25 über einen Schalter 19 mit dem Eingang des Impedanzwandlers 9 verbunden. Ansonsten entspricht die Schaltung dem Ausführungsbeispiel nach Fig. 3. Nach dem bereits besprochenen Verfahren wird auch die am Vergleichswiderstand 17 anstehende
Spannung in einen Digitalwert umgewandelt. Die mit jedem
30 Temperaturmeßwiderstand 1 und 2 erfaßte Meßtemperatur kann damit einzeln durch Differenzbildung mit dem so gewonnenen konstanten Wert ermittelt werden. Durch die Differenzbildung können die Absoluttemperaturen der Meßwiderstände 1 und 2 ebenso genau ermittelt werden, wie deren Differenztemperatur.

35

Mit den dargestellten Schaltungsmaßnahmen gelingt es also, die Dauer einer Meßperiode deutlich zu verringern, und zwar

0129132

- 10 -

VPA **83 P 3186 E**

sowohl die konstanten Zeiten der Phasen 1 und 3 als auch die Meßzeiten der Phasen 2 und 4. Dazu sind nur sehr wenige und außerdem billige Bauelemente erforderlich.

4 Patentansprüche

4 Figuren

Patentansprüche

1. Meßeinrichtung zur Erfassung einer Temperaturdifferenz mit zwei Temperaturmeßwiderständen (1, 2), die einerseits
5 über je einen ersten bzw. zweiten Schalter (4, 5) mit einer Konstantstromquelle (14) und andererseits über einen gemeinsamen Referenzwiderstand (3) mit einem Bezugspotential verbunden sind, wobei jeweils der Verbindungspunkt jedes Temperaturmeßwiderstands (1, 2) mit erstem bzw. zweitem Schalter
10 (4, 5) über einen dritten bzw. vierten Schalter (6, 7) und einen Widerstand (10) mit einem ersten Eingang eines mit einem Integrationskondensator (11b) als Integrator beschalteten Operationsverstärkers (11a) verbunden ist, dessen zweiter Eingang mit dem Referenzwiderstand (3) verbunden
15 ist, wobei ein fünfter Schalter (8) den ersten Eingang des Operationsverstärkers (11a) mit dem Bezugspotential verbindet, wobei dem Operationsverstärker (11a) eine Auswerteschaltung (17) nachgeschaltet ist und wobei die Schalter (4 bis 8) so angesteuert werden, daß die an den Temperaturmeßwiderständen (1, 2) anstehenden Spannungen nach dem Dual-Slope-Verfahren in Digitalwerte umgesetzt werden, d a -
20 d u r c h g e k e n n z e i c h n e t , daß der erste Eingang des Operationsverstärkers (11a) über einen Kompensationswiderstand (12) mit dem Bezugspotential verbunden
25 ist, wobei der Kompensationswiderstand (12) so dimensioniert ist, daß bei einer unterhalb eines gewünschten Temperaturmeßbereichs liegenden Meßtemperatur der Integrationsstrom (J_J) durch den Integrationskondensator (11b) Null ist.
- 30 2. Meßeinrichtung nach Anspruch 1, d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t , daß dem Widerstand (10) ein in Idealdiodenschaltung beschalteter Impedanzwandler (9) vorgeschaltet ist.
- 35 3. Meßeinrichtung nach Anspruch 1 oder 2, d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t , daß dem Kompensationswider-

stand (12) ein weiterer Widerstand (15) in Reihe geschaltet ist, dem ein steuerbarer Schalter (16) parallelgeschaltet ist, der während der beim Dual-Slope-Verfahren vorgesehenen konstanten Integrationszeiten geschlossen wird.

5

4. Meßeinrichtung nach einem der Ansprüche 1 bis 3, d a -
d u r c h g e k e n n z e i c h n e t , daß ein tempera-
turunabhängiger Vergleichswiderstand (20) vorgesehen ist,
der einerseits über einen Schalter (18) an die Konstant-
10 stromquelle (14) und andererseits an den Referenzwiderstand
(3) angeschlossen ist, daß ein Schalter (19) den Verbin-
dungspunkt von Schalter (18) und Vergleichswiderstand (20)
mit dem Verbindungspunkt der Schalter (6 und 7) verbindet,
daß die Schalter (18 und 19) so angesteuert werden, daß die
15 am Vergleichswiderstand (20) abfallende Spannung ebenfalls
nach dem Dual-Slope-Verfahren in einen Digitalwert umgesetzt
wird und daß die Ermittlung der mit den Temperaturmeßwider-
ständen (1 und 2) erfaßten Meßtemperaturen durch Differenz-
bildung der entsprechenden Digitalwerte mit dem dem Ver-
20 gleichswiderstand zugeordneten Digitalwert erfolgt.

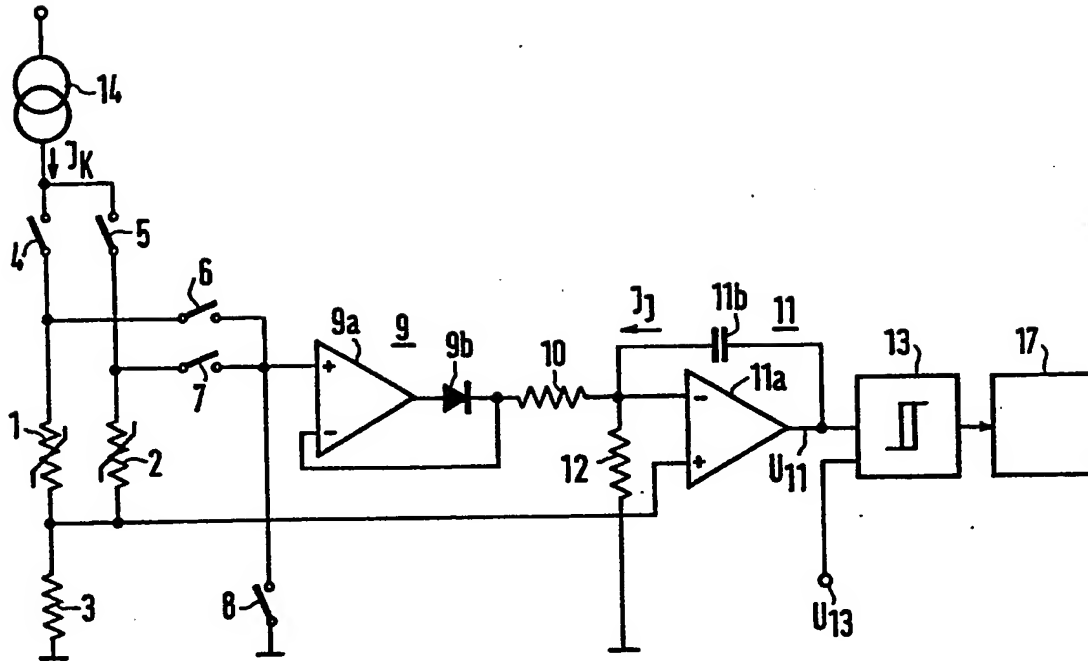


FIG 1

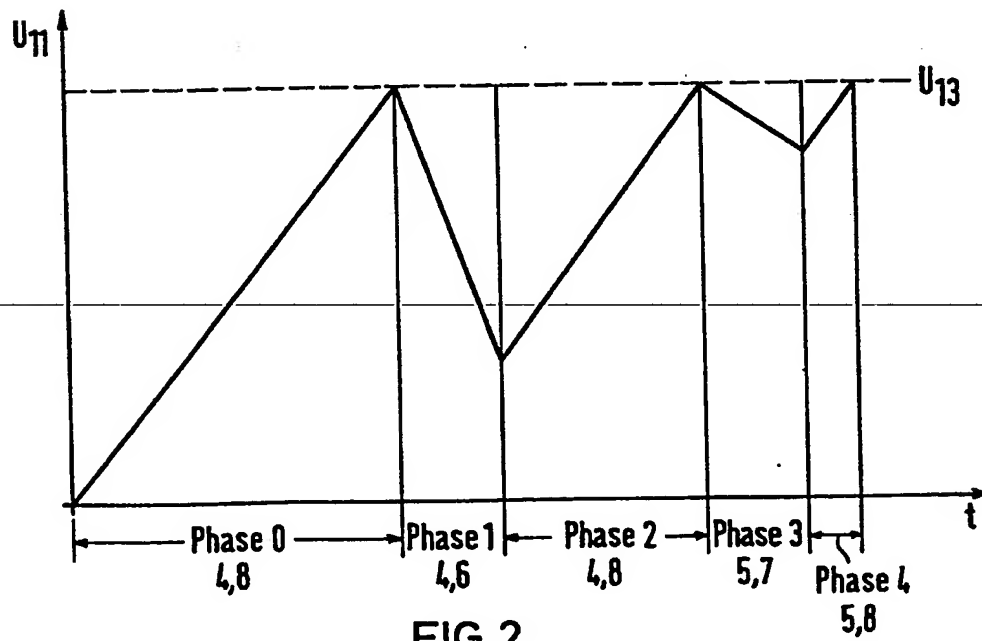


FIG 2

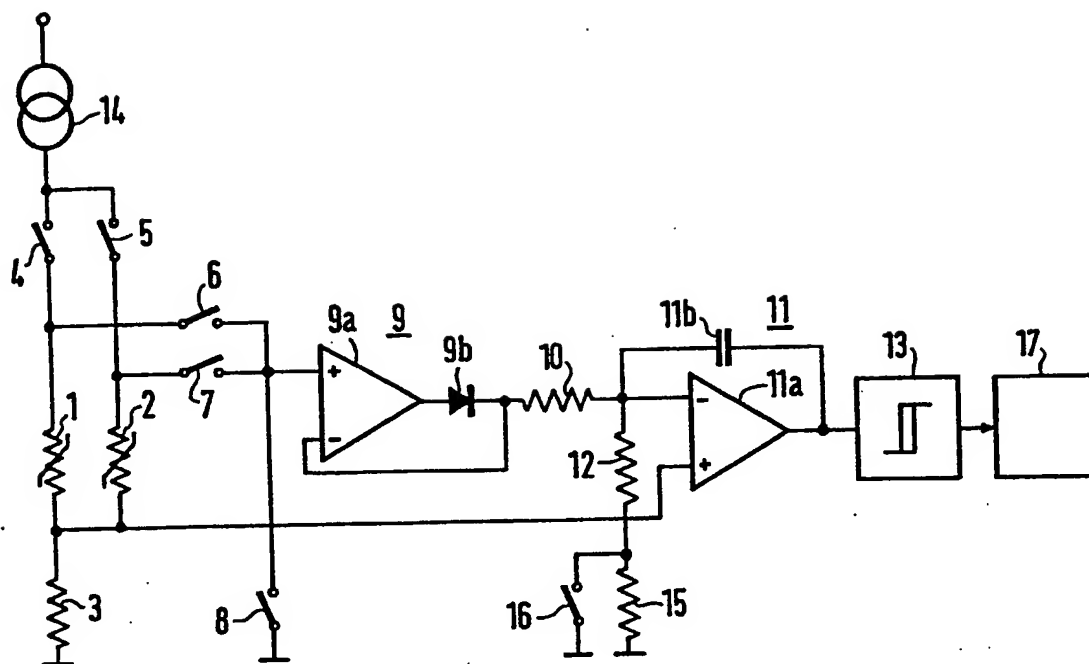


FIG 3

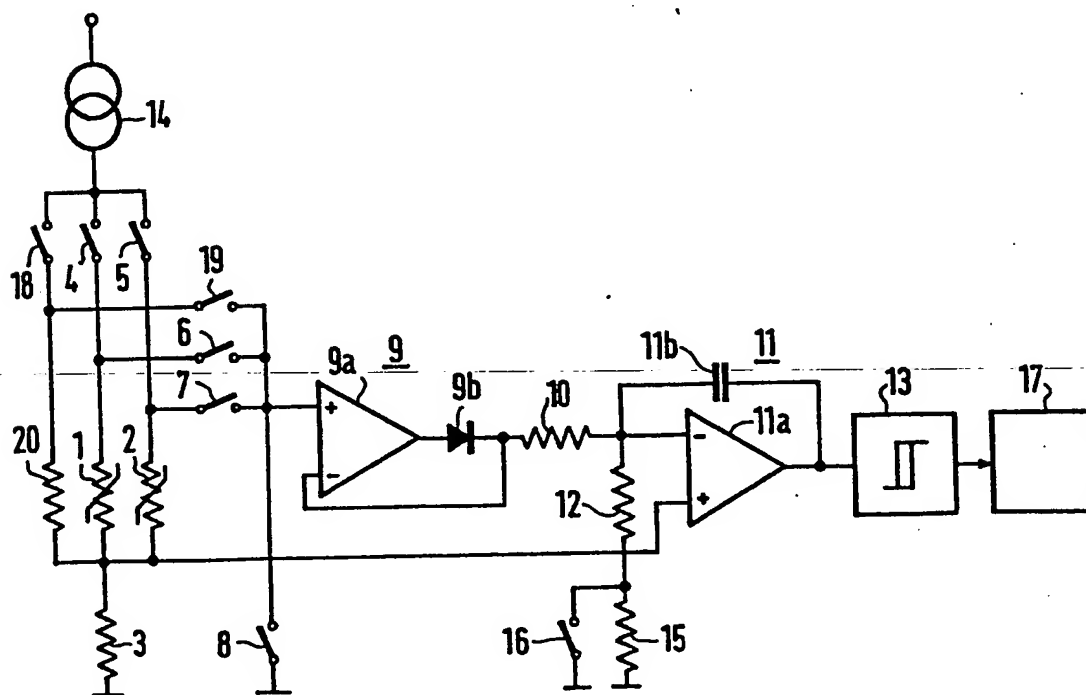


FIG 4



Europäisches
Patentamt

EUROPÄISCHER RECHERCHENBERICHT

0129132
Nummer der Anmeldung

EP 84 10 6350

EINSCHLÄGIGE DOKUMENTE			
Kategorie	Kennzeichnung des Dokuments mit Angabe, soweit erforderlich, der maßgeblichen Teile	Betrifft Anspruch	KLASSIFIKATION DER ANMELDUNG (Int. Cl. *)
X,Y	FR-A-2 305 894 (WESTON INSTRUMENTS INC.) * Einführung; Figuren 1,2; Seite 3, Zeilen 3-21; Seite 3, Zeile 29 - Seite 7, Zeile 31 *	1	G 01 K 3/10 G 01 K 1/02
X,Y	FR-A-2 377 730 (JOHNSON & JOHNSON) * Einführung; Figuren 4,5; Seite 7, Zeile 19 - Seite 12, Zeile 27 *	1	
X	US-A-4 161 880 (H.S. PROSKY) * Figuren 1,2,5,8; Spalte 3, Zeile 22 - Spalte 5, Zeile 50; Spalte 7, Zeilen 39-56 *	1	
			RECHERCHIERTE SACHGEBIETE (Int. Cl. *)
			G 01 K 1/00 G 01 K 3/00 G 01 K 5/00
Der vorliegende Recherchenbericht wurde für alle Patentansprüche erstellt.			
Recherchenort DEN HAAG		Abschlußdatum der Recherche 24-09-1984	Prüfer VISSER F.P.C.
KATEGORIE DER GENANNTEN DOKUMENTEN X : von besonderer Bedeutung allein betrachtet Y : von besonderer Bedeutung in Verbindung mit einer anderen Veröffentlichung derselben Kategorie A : technologischer Hintergrund O : nichtschriftliche Offenbarung P : Zwischenliteratur T : der Erfindung zugrunde liegende Theorien oder Grundsätze E : älteres Patentdokument, das jedoch erst am oder nach dem Anmeldedatum veröffentlicht worden ist D : in der Anmeldung angeführtes Dokument L : aus andern Gründen angeführtes Dokument & : Mitglied der gleichen Patentfamilie, übereinstimmendes Dokument			